

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-163822

(43)Date of publication of application : 18.06.1999

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

(21)Application number : 09-324926

(71)Applicant : JISEDAI DIGITAL TELEVISION
HOSO SYSTEM KENKYUSHO
HITACHI LTD

(22)Date of filing : 26.11.1997

(72)Inventor : YAMAMOTO AKIO
OKUBO TAKASHI
NOGAMI HIROSHI
SHIROSUGI TAKATOSHI

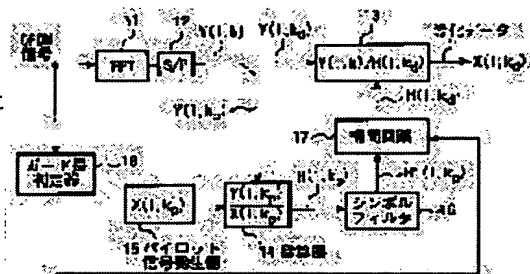
(54) OFDM RECEIVER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an OFDM receiver that suppresses a noise component to enhance the S/I even in the case that a digital filter such as an FIR filter is employed for the interpolation system.

SOLUTION: A guard period discrimination device 18 discriminates a guard period of a received signal and selects a band width of an FIR filter provided to an interpolation circuit 17 based on the discrimination result so as to set an optimum band width to the guard period.

Thus, an estimate transmission line response is optimized thereby suppressing a noise component through a complex division of the received data signal at a complex divider 13 and enhancing the S/I.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 26.11.1997

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2911861

[Date of registration] 09.04.1999

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-163822

(43)公開日 平成11年(1999) 6月18日

(51)Int.Cl.⁶

H 0 4 J 11/00

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

Z

審査請求 有 請求項の数 6 O L (全 18 頁)

(21)出願番号 特願平9-324926

(22)出願日 平成9年(1997)11月26日

(71)出願人 395017298

株式会社次世代デジタルテレビジョン放送
システム研究所
東京都港区赤坂5丁目2番8号

(71)出願人 000005108

株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台四丁目6番地

(72)発明者 山本 昭夫

東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(74)代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外5名)

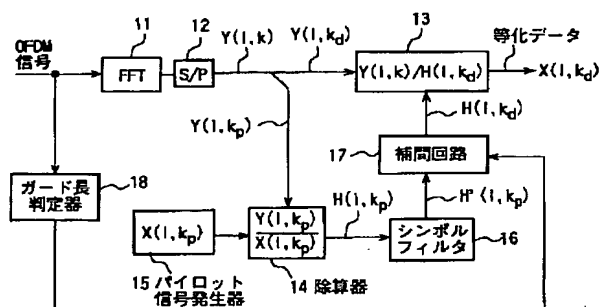
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 OFDM用受信装置

(57)【要約】

【課題】 伝送路応答を推定する補間回路にFIRフィルタを用いた場合、その帯域幅を最も広く設定しておくため、雑音電力も大きく、S/Iが劣化するという課題を解決する。

【解決手段】 受信信号のガード期間長をガード期間判定器18で判定し、その判定結果に基づいて補間回路17に設けられるFIRフィルタの帯域幅を切り換えて、ガード期間長に最適な帯域幅を設定することで、推定伝送路応答を最適化し、これによって複素除算器13における受信データ信号との複素除算により雑音成分を抑圧し、S/Iを向上させる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有する OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex : 直交周波数分割多重) 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、

この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を補間して周波数軸上の等化を行う等化手段と、

前記 OFDM 受信信号のガード期間長を判定するガード期間長判定手段と、

この手段の判定結果に応じて前記等化手段の補間帯域幅を変える帯域幅制御手段とを具備したことを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 2】 前記等化手段には、sinc 関数形のインパルス応答を持つ FIR フィルタを使用し、前記ガード期間長判定手段で判定されるガード期間長に応じて前記 FIR フィルタの係数を切り換えることで補間帯域幅を可変制御することを特徴とする請求項 1 項記載の OFDM 用受信装置。

【請求項 3】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有する OFDM 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、

この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を 2 値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、

前記等化手段が、周波数軸上で隣あった第 1 及び第 2 のパイロット信号の伝送路応答を第 1 及び第 2 の伝送路応答とし、第 1 及び第 2 の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステップ補間演算を行った結果を第 3 の伝送路応答とし、少なくとも第 3 の伝送路応答を用いて周波数軸上で隣合った第 1 及び第 2 のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 4】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有する OFDM 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、

この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を 2 値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、

前記等化手段が、周波数軸上で隣あった第 1 及び第 2 のパイロット信号の伝送路応答を第 1 及び第 2 の伝送路応答とし、第 1 及び第 2 の伝送路応答を用いて線形補間演

算またはステップ補間演算を行った結果を第 3 の伝送路応答とし、第 1 及び第 3 の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステップ補間演算を行った結果を第 4 の伝送路応答とし、第 2 及び第 3 の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステップ補間演算を行った結果を第 5 の伝送路応答とし、少なくとも第 4、第 5 の伝送路応答を用いて周波数軸上で隣合った第 1 及び第 2 のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とする OFDM 用受信装置。

10 【請求項 5】 前記等化手段は、線形補間演算またはステップ補間演算における乗算の演算にビットシフト演算を用いることを特徴とする請求項 3、4 項記載の OFDM 用受信装置。

【請求項 6】 前記等化手段は、前記パイロット信号の配置位置が時間方向に巡回的にずれているとき、一巡毎の全てのパイロット信号を用いて補間処理を行うことを特徴とする請求項 1、3、4 のいずれか記載の OFDM 用受信装置。

【発明の詳細な説明】

20 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、OFDM (直交分割多重方式 Orthogonal Frequency Division Multiplex) 信号のデジタル変調された信号を受信する OFDM 用受信装置に関する。

【0002】

【従来の技術】地上デジタル放送方式として、OFDM (直交周波数分割多重方式 Orthogonal Frequency Division Multiplex) 方式が欧州、国内で検討されている。この OFDM 方式は、1 チャンネルの帯域内に多数のサブキャリアを多重伝送する (欧州 DVB-T システムでは 2 K モードで 1705 本、文献 (1) : EBU/ETSI JTC : Digital Broadcasting system for television, sound and data services; Framing structure, channel coding modulation for digital terrestrial television, ETS 300 744, Mar. 1996) 方式である。この DVB-T システムでは、サブキャリアの中に振幅、位相が既知のパイロット信号を含めて伝送している。したがって、受信器においてこのパイロット信号を用いて伝送路応答を推定することが可能であり、既にこのパイロット信号を用いた周波数領域における等化手法が提案されている。この手法の概略について図 17 を参照して説明する。

30 【0003】いま、図 17 (a) に示すように、送信所 A から受信器 B に直達波 (希望波)、反射波 (遅延波) 等を含めて複数の波が受信された場合、いわゆるマルチパス妨害が発生する。そこで、受信器 B では、アンテナ B₁ の受信信号 Y を等化回路 B₂ 及び推定回路 B₃ に入力する。推定回路 B₃ では、受信信号 Y に含まれるパイロット信号に基づいて伝送路応答を推定する。等化回路 B₂ では、受信信号 Y を推定回路 B₃ で得られた伝送路

応答推定値 H で除算することで、周波数領域での伝送路応答を等化とする。

【0004】すなわち、OFDM信号は、図17(b)に示すように、ガード期間 T_g と有効シンボル期間 T_u からなり、ガード期間には有効シンボル期間の末尾が複製される。したがって、同図に示すように、遅延波の遅延時間がガード期間以内であれば、希望波に重畳される遅延波成分は希望波の有効シンボル期間を時間方向に巡回的にずらした成分となり、シンボル間干渉(ISI: inter symbol interference)は発生しない。このため、受信信号を推定伝送路応答で除算する簡単な周波数領域での等化が可能となる。

【0005】ところが、マルチパス妨害が生じた場合、受信信号は図17(c)に示すような凹凸のある周波数特性となる。そこで、送信側において周波数軸方向にパイロット信号を挿入することにより、受信器側では伝送路応答の推定が可能となり、推定した伝送路応答の逆数を受信信号に乗算することで、周波数領域における等化が行える。

【0006】欧州DVB-TシステムにおけるOFDM信号フォーマットでは、複素振幅 $X(1, k_p)$ を持つパイロット信号を含めることが規格化されている。そのパイロット信号には、伝送シンボルによらず同一周波数のサブキャリアで伝送されるコンティニューアル・パイロット(continual pilot: 以下、CP)と、伝送シンボル毎に異なった周波数のサブキャリアで伝送されるスキッタード・パイロット(scattered pilot: 以下、SP)がある。

【0007】図18に上記欧州DVB-Tシステム等におけるOFDM信号1フレーム中のパイロット信号CP、SPの周波数方向及び時間方向における配置例を示す。同図において、白丸印はシンボルデータ、網掛け丸印はCP、黒丸印はSPを示している。SPは、図に示すように、12本毎の $k_p = 12p + 3 * (1 \bmod 4)$ 、 $p = 0, \dots, 142$ のキャリア周波数に伝送されており、4シンボル後に同一のサブキャリア周波数となるように巡回的に配置されている(但し、1はOFDMシンボル時刻である)。

【0008】したがって、パイロット周波数 k_p においては、受信信号 $Y(1, k_p)$ から伝送路応答が $H(1, k_p) = Y(1, k_p) / X(1, k_p)$ と推定できる。このパイロット信号の伝送路応答からデータ信号の伝送路応答を補間し、受信データ $Y(1, k_d)$ は、上記した補間により得られた伝送路応答 $H(1, k_d)$ を用いて $Y(1, k_d) / H(1, k_d)$ を計算し、等化後のデータ $X(1, k_d)$ を得る。

【0009】ここで、受信シンボル1のデータ信号 k_d の周波数応答 $H(1, k_d)$ を推定する時に、どのシンボルのパイロット信号を用いるかについて以下の2つの方法が考えられる。第1は、受信したシンボル1のパイ

ロット信号の伝送路応答 $H(1, k_p)$ のみを用いる方法であり、第2は他のシンボルで伝送されたパイロット信号の伝送路応答も使用する方法である。

【0010】第1の方法は、受信シンボル毎に伝送路応答の推定を行うため、時間的に変化する伝送路に適した方法と言える(以下、方式1)。これに対し、第2の方法は、複数シンボルに渡ったパイロット信号の伝送路応答を用いるため、時間的に変化する伝送路には適さないが、例えば、図18の配置で、4シンボル分のパイロット信号の伝送路応答 $H(1, k_p)$ 、 $H(1-1, k_p)$ 、 $H(1-2, k_p)$ 、 $H(1-3, k_p)$ を保持すると、サブキャリア3本毎に1本のパイロット信号が割り与えられるため、周波数軸上での伝送路応答推定の精度を上げることができ、長い遅延時間のマルチパス妨害に強いという特徴を持つ(以下、方式2)。

【0011】一方、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, k_p)$ を用いてデータ信号の伝送路応答 $H(1, k_d)$ を補間する補間方法として、(1) sinc関数形のインパルス応答を持つFIRフィルタを用いた補間、(2) ステップ補間、(3) 線形補間が提案されている。

【0012】(1)に用いられるFIRフィルタは、図19(a)に示すように、多段接続された遅延器 $D_1 \sim D_n$ に対して受信データ信号 $H(1, k_p)$ を入力し、各遅延器 $D_1 \sim D_n$ の入出力タップ $0 \sim N_{tap} - 1$ の出力をそれぞれ乗算器 $M_1 \sim M_n$ に入力して別途乗算器 $M_1 \sim M_n$ に入力される係数データ列と乗算した後、各乗算器 $M_1 \sim M_n$ の乗算結果を加算器ADDで加算することで、入力データ信号と係数データ列とを畳み込み演算する構成となっている。

【0013】この構成において、係数列としてsinc関数形のインパルス応答を持つ $h_r(n) + j \cdot h_i(n)$ を与えることにより、フィルタの遅延プロファイルは図19(b)に示すようになり(図中 t_d は妨害波の遅延時間、 t_c はフィルタにより妨害波成分を抑圧可能な最大遅延時間)、ほぼ確実にパイロット信号の伝送路応答からデータ信号の伝送路応答を補間することができる。

【0014】尚、図19(a)の例は、受信シンボル内のパイロットを用いて補間する例であるが、先に述べた複数シンボルのパイロット信号を用いて補間する場合も同様の手法となる。

【0015】ここで、上記FIRフィルタは、sinc関数形のインパルス応答を係数として持ち、この係数値で帯域幅を変えることが可能である。DVB-T仕様では、ガード期間 T_g に有効シンボル期間 T_u の $1/4$ 、 $1/8$ 、 $1/16$ 、 $1/32$ の4通りが用意されており、一般にはFIRフィルタの帯域幅を $T_u/4$ に設定しておけば、どのガード期間以内の遅延時間の遅延波に対しても伝送路応答を補間することが可能である。

【0016】(2)のステップ補間では、 $H(1,$

5

$k_d) = H(1, k_p)$, $k_d = k_p - 6 \sim k_p + 5$ として、図19(c)中Aのようにステップ状に受信パイロット信号間を補間する。また、(3)線形補間では、 $H(1, k_d) = H(1, k_p) + \{H(1, k_p + 12) - H(1, k_p)\} / 12$ として、図19(c)中Bのようにステップ状に受信パイロット信号間を補間する。

【0017】すなわち、FIRフィルタを用いた補間が性能的に最も有効であるが、回路構成が複雑となるため、簡易形の補間方法として、ステップ補間、線形補間方式が提案されている(例えば文献(2): Jukka Rinne, "Pilot spacing in orthogonal frequency division multiplexing systems on practical channels", Digest of ICCE, 1995, pp4-5)。

【0018】ステップ補間方式は、パイロット信号の伝送路応答 $H(1, k_p)$ をそのまま左右のデータ信号の伝送路応答とするものであり、線形補間方式は、隣合った2つのパイロット信号の伝送路応答 $H(1, k_p)$ 、*

$$\frac{S}{I} = \frac{\text{受信OFDM信号の1シンボル当たりのエネルギー}}{\text{周波数領域における各サブキャリアの送信点と受信点の差のエネルギー}}$$

【0021】すなわち、 N をFFTのポイント数、 y_n を受信OFDM信号の有効シンボル期間における n 番目のサンプル点、 X_k 、 x_k をそれぞれ k 番目のサブキャリアの送信点と受信点とすると、 S/I は以下の式で与えられる。

【0022】

【数2】

$$\frac{S}{I} = \frac{N \cdot \sum_{n=0}^{N-1} |y_n|^2}{\sum_{k=1}^{N-1} |x_k - X_k|^2}$$

【0023】伝送路応答を推定するための補間方法として、FIRフィルタやIIRフィルタ等のデジタルフィルタを用いた場合、一般にはフィルタの帯域幅を最も広い $T_u/4$ に設定しておけば、どのガード期間以内の遅延時間の遅延波に対しても伝送路応答を補間することが可能である。しかしながら、フィルタの帯域幅が広いと雑音電力も大きくなり、上記した S/I が劣化するという課題があった。

【0024】一方、伝送路応答を推定するための簡易形の補間方法として、ステップ補間と線形補間を用いた場合の S/I を計算した結果を図20に示す。条件として、希望波(D)と遅延波1波(U)を受信する2波モデルとし、 $D/U = 10\text{ dB}$ 、 $C/N = 30\text{ dB}$ を仮定した。また、FFTサイズは2408ポイント、有効キャリア数は1705本、有効シンボル長224 μs 、パイロット信号としては、DVB-T仕様のCPとSPを使用し、受信シンボルのパイロット信号のみを用いて補間する方式(方式1)と、受信シンボルと3シンボル前までのパイロット信号を用いて補間する方式(方式2)

6

* $H(1, k_p + 12)$ を用い、これら2つのパイロット信号間のデータの伝送路応答を補間する方式である。例えば、上記した例の場合、 $H(1, k_p)$ と $H(1, k_p + 12)$ の差を1/12倍する乗算器が必要となる。線形補間とステップ補間を比較した場合、線形補間方式の方がより細かい伝送路応答の推定が可能と考えられるが、ステップ補間方式は、線形補間方式に必要な乗算器、加算器が不要であり、回路規模は小さいという特徴がある。

【0019】

【発明が解決しようとする課題】上記したように、OFDM方式では、パイロット信号を用いて伝送路応答を補間し、受信データを推定伝送路応答で除算することで等化を行う。いま、受信OFDM信号を周波数領域で等化した後の信号の S/I 比(signal to interference)を次のように定義する。

【0020】

【数1】

について検討した。

【0025】図20で、横軸に遅延波の位置をFFTポイントの1ポイントを基準としてとり、縦軸に S/I をとっている。方式1として、白丸印で結んだ線が線形補間の特性、白四角印で結んだ線がステップ補間の特性で、方式2として黒丸印で結んだ線が線形補間の特性、黒四角印で結んだ線がステップ補間の特性を示す。

【0026】図20から明らかなように、方式2の方が方式1よりも高い S/I 比が得られている。これは、先に述べたように、方式2の方が細かい伝送路応答を推定することができるためである。また、線形補間とステップ補間を比較すると、線形補間の方がステップ補間よりも高い S/I 比が得られていることがわかる。これも、先に述べたように、線形補間の方がステップ補間よりも細かい伝送路応答を推定することができることによる。

【0027】次に、FFT回路でのサンプルタイミング(信号の取り込みの窓位置)がずれた場合についても S/I 比の計算を行った。サンプルタイミングがずれると、図21に示すように、FFT回路での信号取り込みの窓位置(FFT窓)が有効シンボル期間からずれてしまう。この場合、サンプルタイミングが正值では、FFT窓が後方にずれ、ISI(inter symbol interference)を生ずる。一方、サンプルタイミングが負値の場合は、FFT窓が前方にずれることを意味し、ずれ位置がガード期間内であれば、等化器での補正が可能である。

【0028】図22に計算結果を示す。横軸にサンプルタイミングを、縦軸に S/I をとっている。サンプルタイミングが0のとき、有効シンボル期間とFFT窓が一致しており、 S/I 比が最も大きい。サンプルタイミングが正值の場合には、上述したようにISIが生ずるた

め、線形補間、ステップ補間とも急激に特性劣化する。これに対し、サンプリングタイミングが負値の場合には、方式2では、線形補間で20サンプルずれて S/I 比の劣化が生じないのに対し、ステップ補間では6dB近く特性劣化することがわかった。また、方式1の場合は、線形補間で20サンプルずれて S/I 比が6dBの劣化であるのに対し、ステップ補間では17dB近く特性劣化することがわかった。

【0029】以上のシミュレーション検討より、線形補間が特性上は優れていることが明らかとなったが、民生用のOFDM用受信装置への適用を考えた場合、パイロット信号を用いた伝送路応答の補間方式としては、加算器、乗算器の不要（線形補間では、加算器と乗算器で数千ゲートが必要である）なステップ補間方式が有利と考えられる。しかしながら、ステップ補間方式は、上記したように線形補間方式と比較して特性が十分ではないという課題があった。

【0030】本発明は、上記の課題を解決し、補間方式としてFIRフィルタ等のデジタルフィルタを用いた場合でも、雑音成分を抑圧して S/I を向上させることのできるOFDM用受信装置を提供することを第1の目的とする。また、簡易形の補間方式として、回路規模を増大させる乗算器が不要で、伝送路応答の推定に優れ、ハードウェア規模を縮小することが可能なOFDM用受信装置を提供することを第2の目的とする。

【0031】

【課題を解決するための手段】上記第1の目的を達成するために、本発明に係るOFDM用受信装置は以下のような構成とする。

【0032】(1) 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiple x : 直交周波数分割多重) 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段 (FFT回路等) と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を補間して周波数軸上の等化を行う等化手段と、前記OFDM受信信号のガード期間長を判定するガード期間長判定手段と、この手段の判定結果に応じて前記等化手段の補間帯域幅を変える帯域幅制御手段とを具備する。

【0033】(2) (1) の構成において、前記等化手段には、sinc関数形のインパルス応答を持つFIRフィルタを使用し、前記ガード期間長判定手段で判定されるガード期間長に応じて前記FIRフィルタの係数を切り換えることで補間帯域幅を可変制御する。

【0034】すなわち、上記構成では、補間方式としてFIRフィルタやIIRフィルタ等のデジタルフィルタを用いた場合は、受信信号のガード期間長に応じてFIRフィルタの帯域幅を切り換え、雑音成分を抑圧する構

成とした。

【0035】また、上記第2の目的を達成するために、本発明に係るOFDM用受信装置は以下のような構成とする。

【0036】(3) 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隣あった第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステップ補間演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、少なくとも第3の伝送路応答を用いて周波数軸上で隣合った第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間する。

【0037】(4) 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有するOFDM受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を2値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隣あった第1及び第2のパイロット信号の伝送路応答を第1及び第2の伝送路応答とし、第1及び第2の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステップ補間演算を行った結果を第3の伝送路応答とし、第1及び第3の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステップ補間演算を行った結果を第4の伝送路応答とし、第2及び第3の伝送路応答を用いて線形補間演算またはステップ補間演算を行った結果を第5の伝送路応答とし、少なくとも第4、第5の伝送路応答を用いて周波数軸上で隣合った第1及び第2のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間する。

【0038】(5) (3) または (4) の構成において、前記等化手段は、線形補間演算またはステップ補間演算における乗算の演算にビットシフト演算を用いる。

【0039】すなわち、上記構成では、簡易形の補間方式として、ハードウェア規模を小さくできるステップ補間方式を基本とし、パイロット信号間に伝送路応答補間信号を推定した上で、パイロット信号と補間信号を用いて受信データ信号の補間を行う。補間信号は、パイロット信号を加算する加算器と加算結果に係数を乗算する乗算器から構成されるが、2値デジタル信号で信号処理を行う受信装置においては、乗算器を簡単な構成のビットシフト回路で構成することで、ハードウェア規模を縮小

することが可能である。

【0040】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。

【0041】図1は本発明の第1の実施形態とするOFDM用受信装置の構成を示すブロック回路である。図1において、RF受信系及びAFC/タイミング再生系（図示せず）でベースバンドに変換された受信OFDM信号は、FFT回路11で周波数領域の信号に変換され、S/P（シリアル/パラレル）変換器12でパラレル信号に変換される。ここで得られた受信OFDM信号 $Y(1, k)$ （ここで1は受信シンボル番号、 k はサブキャリア番号を表す）は、受信データ信号 $Y(1, k_d)$ （ここで、 k_d はデータ信号のサブキャリア番号）と受信パイロット信号 $Y(1, k_p)$ （ここで、 k_p はパイロット信号のサブキャリア番号）に分解される。受信データ信号 $Y(1, k_d)$ は複素除算器13に供給され、受信パイロット信号 $Y(1, k_p)$ は除算器14に供給される。

【0042】一方、パイロット信号発生器15は、送信側と同じ複素振幅 $X(1, k_p)$ を持つパイロット信号が発生するもので、このパイロット信号は除算器14に供給され、受信パイロット信号 $Y(1, k_p)$ の除算に供される。すなわち、パイロット信号は、既知の複素振幅 $X(1, k_p)$ を持つため、パイロット信号発生器6からの $X(1, k_p)$ で、受信パイロット信号 $Y(1, k_p)$ を除算することで受信パイロット信号を伝送するサブキャリアの伝送路応答 $H(1, k_p) = Y(1, k_p) / X(1, k_p)$ を求めることができる。この伝送路応答 $H(1, k_p)$ は、シンボルフイルタ16により時間方向に平滑化された後、補間回路17に供給される。

【0043】一方、FFTを行う前の時間領域の信号は、ガード長判定器18に供給される。このガード長判定器18は、ガード期間長の相関信号によりガード期間長を判定するものである（文献（3）、野上、松川、鶴賀、西村、"OFDM用伝送モード判定方式の検討"、映情学技報、vol. 21, No. 60, pp7~12, 1997参照）。ここでは $T_u/4$, $T_u/8$, $T_u/16$, $T_u/32$ のガード期間長に応じた判定信号を出力するものとする。この判定信号は補間回路17に供給される。

【0044】この補間回路17は、判定信号に応じて帯域幅を切り換え可能な補間用フィルタを用いてシンボルフイルタ16からの平滑化伝送路応答 $H'(1, k_p)$ の補間を行うもので、ここで得られた補間処理結果はされた受信データ信号 $Y(1, k_d)$ に対する伝送路応答 $H(1, k_d)$ として複素除算器13に供給される。この複素除算器13は、受信データ信号 $Y(1, k_d)$ を補間回路17で得られた伝送路応答 $H(1, k_d)$ で除算することで、等化後のデータ $X(1, k_d)$ を得るも

のである。

【0045】上記補間回路17は、FIRフィルタを用いて構成される。その一構成例を図2に示す。

【0046】この補間回路17は、FIRフィルタ171、アドレス発生器172、ROM173より構成される。ROM173には、FIRフィルタ171に与える係数列として、予め $T_u/4$, $T_u/8$, $T_u/16$, $T_u/32$ のガード期間長に応じた係数値が格納されており、アドレス発生器172でガード長判定信号に応じたアドレス信号を発生し、このアドレス信号でROM173に格納される係数値を指定することで、FIRフィルタ171に与える係数列を変化させ、その帯域幅を切り換えることができる。

【0047】FIRフィルタ171は、例えば図3に示すように、図19(a)に示したものと同一回路構成で実現でき（図3において、図19(a)と同一部分には同一符号を付して示す）、乗算器 $M_1 \sim M_n$ に入力される係数値 $h_r(n) + j h_i(n)$ に応じて帯域幅を自由に切り換えることができる。

【0048】図4に帯域幅切り換えの例を示す。ここで、受信信号のガード期間長が $T_u/4$ であるときは、FIRフィルタ171の帯域幅を帯域幅 a_1 に設定する。同様に、ガード期間長が $T_u/8$, $T_u/16$, $T_u/32$ のときは、それぞれガード期間長に合わせてフィルタの帯域幅を帯域幅 a_2 , a_3 , a_4 と切り換える。これにより、受信データ信号のガード期間長に合致した伝送路応答を得ることができる。

【0049】したがって本実施形態の構成によれば、補間回路17にFIRフィルタ171を用いて、受信信号のガード期間長に応じてFIRフィルタの帯域幅を切り換えることができるので、伝送路応答をガード期間長に最適な帯域幅に設定することができ、これによって不要な雑音成分を抑圧・除去することができる。

【0050】尚、上記の説明では、補間回路17にFIRフィルタを用いるものとしたが、IIRフィルタ等の他のフィルタ構成であっても実現可能である。

【0051】図5は本発明の第2の実施形態とするOFDM用受信装置の構成を示すブロック回路である。図5において、図1と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは異なる部分を中心に説明する。

【0052】本実施形態は、図1に示した第1の実施形態の構成と比較して明らかのように、ガード長判定器19における受信信号のガード長の判定をS/P変換器12の後の周波数領域の信号により行う実施形態である。この構成では、第1の実施形態よりもガード長の判定に時間がかかるが、DVB-T仕様のTPS信号（文献（1）：EBU/ETSI JTC :Digital Broadcasting system for television, sound and data services; Framing structure, channel coding modulation for digital terrestrial television, ETS 300 744, Mar. 1996参照）

を復号してガード長を判定するため、判定結果の精度が高いという特徴がある。得られる効果は、第1の実施形態と同じであり、ガード期間長に合わせて補間用フィルタの帯域幅を切り換えることで、各ガード期間に最適なフィルタ帯域幅が得られ、不要な雑音を除去することが可能である。

【0053】図6に第1、第2の実施形態の構成におけるシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件は、FFT2kシステム(FFTポイントで2048ポイント)で、希望波(D)と遅延波(U)の2波の静的マルチパス伝送路を仮定し、遅延波の遅延時間はFFTポイントで100ポイント(有効シンボル期間 T_u の約1/10に相当)とした。

【0054】図6で、実線で示したものが受信信号のガード期間長に合わせて補間用フィルタの帯域幅を切り換えるものであり、破線で示したものは、もっとも広い帯域にフィルタの帯域幅を固定としたものである。本発明の帯域幅切り換え方式を用いることで、最大1.6dBのS/I向上が得られることがわかった。

【0055】以下、簡易形の補間方式についての実施形態について説明する。

【0056】図7は本発明の第3の実施形態とするOFDM用受信装置の構成を示すブロック回路図である。本実施形態は、「発明が解決しようとする課題」の項で述べた、方式1に対応する実施形態である。尚、図7において、図1と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは異なる部分を中心に説明する。

【0057】図7において、FFT回路11及びS/P変換器12で周波数領域の信号に変換された受信OFDM信号 $Y(1, k)$ (ここで1は受信シンボル番号、kはサブキャリア番号を表す)は、受信データ信号 $Y(1, k_d)$ (ここで、 k_d はデータ信号のサブキャリア番号)と受信パイロット信号 $Y(1, k_p)$ (ここで、 k_p はパイロット信号のサブキャリア番号)に分解される。

【0058】ここで、受信パイロット信号 $Y(1, k_p)$ は、N個の成分 $Y(1, k_0) \cdots Y(1, k_n) \cdots Y(1, k_{N-1})$ より構成される。先の実施形態で述べたように、パイロット信号は、既知の複素振幅 X *

$$H(1, i) = (H(1, k_n) + H(1, k_{n+1})) / 2$$

【0062】ここで、上式の伝送路応答 $H(1, k_n)$ と $H(1, k_{n+1})$ の加算は加算器212で実行し、1/2の演算はビットシフト回路213で行う。伝送路応答は2値デジタル信号で処理するため、1/2の演算には符号ビットを除く最上位ビットをシフトして0あるいは1を付加する簡単なビットシフトを用いることができる。

【0063】次に、 $H(1, k_n)$ 、 $H(1, k_{n+1})$ 及び $H(1, i)$ は補間処理回路213に入力され、図8に示したように、伝送路応答 $H(1, k_n)$ 、 H

* $(1, k_p)$ を持つため、除算器14において、パイロット信号発生器15からの $X(1, k_p)$ で受信パイロット信号 $Y(1, k_p)$ を除算することで、受信パイロット信号を伝送するサブキャリアの伝送路応答 $H(1, k_p) = Y(1, k_p) / X(1, k_p)$ を求めることができる。

【0059】この伝送路応答 $H(1, k_p)$ は、時間方向に $H(1, k_p)$ を平滑化するシンボルフィルタ(ここではIIRフィルタが利用できる)20を介して補間回路21に供給される。ここで、 $H(1, k_p)$ は、N個の成分 $H(1, k_0) \cdots H(1, k_n) \cdots H(1, k_{N-1})$ より構成される。以下、簡単のため、シンボルフィルタ20の出力信号にも $H(1, k_p)$ の記号を用いる。

【0060】補間回路21では、図8に示すように、周波数軸上で隣り合った受信パイロット信号のサブキャリア k_n 、 k_{n+1} の間にそれぞれの伝送路応答 $H(1, k_n)$ 、 $H(1, k_{n+1})$ を用いて、伝送路応答が H

$(1, i)$ の補間信号 i を生成する。次に、各伝送路応答 $H(1, k_n)$ 、 $H(1, k_{n+1})$ 、 $H(1, i)$ を、周波数軸上で近いサブキャリア位置にある受信データ信号の伝送路応答としてステップ補間し、出力する。ここでは、 $p=n$ 、 $n+1$ のサブキャリア位置 k_n 、 k_{n+1} の伝送路応答 $H(1, k_n)$ 、 $H(1, k_{n+1})$ 間の補間について説明したが、 $p=0 \cdots N-1$ の $H(1, k_p)$ で、隣り合ったサブキャリア間の伝送路応答についても、同様の補間を行って補間信号を生成し、上記したステップ補間の後、伝送路応答 $H(1, k_d)$ を出力する。

【0061】次に補間回路21の一構成例を図9に示して、その構成及び動作を説明する。図9において、補間回路21に入力された $H(1, k_p)$ は、そのN個の成分 $H(1, k_0) \cdots H(1, k_n) \cdots H(1, k_{N-1})$ が順次メモリ211に供給される。メモリ211からは、周波数軸上で隣り合った成分(例として $H(1, k_n)$ 、 $H(1, k_{n+1})$)が出力され、補間信号 i の伝送路応答 $H(1, i)$ として、次式で与えられる伝送路応答を出力する。

【数3】

ここで、 $i = (k_n + k_{n+1}) / 2$

$(1, k_{n+1})$ 、 $H(1, i)$ を、各サブキャリア k_n 、 k_{n+1} 、 i に近い受信データ信号の伝送路応答とするステップ補間を行い、各受信データ信号の推定伝送路応答 $H(1, k_d)$ を出力する。

【0064】上記補間回路21で得られた伝送路応答は、 $H(1, k_d)$ は複素除算器13に供給され、受信データ信号 $Y(1, k_d)$ 4を除算することで、先の実施形態と同様に、 $X(1, k_d) = Y(1, k_d) / H(1, k_d)$ を得ることができる。尚、本実施形態においては、シンボルフィルタ20は補間回路21の前に挿

入したが、補間回路 21 の後に挿入し、 $H(1, k_d)$ を時間方向に平滑化する構成をとってもよい。

【0065】図 10 は本発明の第 4 の実施形態とする OFDM 用受信装置の構成を示すブロック回路図である。図 10 において、図 7 と同一部分には同一符号を付して示し、ここでは異なる部分を中心に説明する。

【0066】本実施形態は、「発明が解決しようとする課題」の項で述べた、方式 2 に対応する実施形態であり、周波数軸上で隣接する受信パイロット信号の伝送路応答を用いて、受信パイロット信号間に補間信号を生成し、受信パイロット信号と補間信号を用いて受信データ信号の伝送路応答を推定して等化することを特徴とする。この構成によれば、受信パイロット信号のみを用いてステップ補間を行った場合に比較して精度の良い伝送路応答が可能となるため、線形補間を行った場合に近い、等化後の S/I 比の優れた良好な等化特性を得ることができる。また、補間信号の生成には、加算器及び簡単な構成のビットシフト回路を用いるため、乗算器が必要な線形補間に比べて、ハードウェア規模の縮小を図ることができる。

【0067】図 10 において、シンボルフィルタ 20 で得られた受信シンボル 1 の伝送路応答 $H(1, k_p)$ は補間回路 22 に供給されると共にメモリ 23 にも供給されて一時保持される。すなわち、補間回路 22 には、シンボルフィルタ 20 からの受信シンボル 1 の伝送路応答 $H(1, k_p)$ と共に、メモリ 23 に保存されている m シンボル前までの受信パイロット信号の伝送路応答 $H(1-1, k_p)$ 、 $H(1-2, k_p)$ 、 $H(1-3, k_p)$ が入力される。

【0068】補間回路 22 では、周波数軸上で互いに隣り合う m シンボル前までの受信パイロット信号の伝送路応答間に補間信号を生成し、受信パイロット信号と補間信号を用いて受信データ信号の伝送路応答をステップ補間し、伝送路応答を推定する。以下、図 18 に示す信号伝送フォーマットを持つ欧州 DVB-T 仕様を用いて本実施形態を説明する。

【0069】従来の技術で述べたように、DVB-T 仕様では、12 本毎の $k_p = 12p + 3 * (1 \bmod 4)$ 、 $p = 0, \dots, 142$ の周波数にパイロット信号が伝送されており、4 シンボル後に同一のサブキャリア周波数となるように巡回的に配置されている（但し、1 は OFDM シンボル時刻である）。したがって、4 シンボル分の受信パイロット信号を保持しておけば、周波数軸上で 3 サブキャリア毎に一本の受信パイロット信号が割り当てられ、3 サブキャリアの伝送路応答の推定を行うことができる。

【0070】この場合、図 10 の構成にあつては、メモリ 23 より出力される伝送路応答の $m = 3$ となり、補間回路 22 に入力される受信パイロット信号の伝送路応答は受信シンボル 1 の伝送路応答 $H(1, k_p)$ 及び 3 シン

ンボル前までの受信パイロット信号の伝送路応答 $H(1-1, k_p)$ 、 $H(1-2, k_p)$ 、 $H(1-3, k_p)$ となる。

【0071】図 11 (a) に、受信シンボル 1 で、受信パイロット信号が周波数軸上で $k_n \sim k_{n+1}$ 番目の周波数位置における受信データ信号を、図 11 (b) に受信パイロット信号と補間信号の位置を示す。この場合、受信データ信号は $Y(1, k_n + 1)$ 、 $Y(1, k_n + 2)$ 、 $Y(1, k_n + 3)$ 、 \dots 、 $Y(1, k_n + 11)$ で与えられる。また、受信シンボル 1 の受信パイロット信号の伝送路応答は $H(1, k_n)$ 、 $H(1, k_{n+1})$ で与えられ、この間に 3 シンボル前の受信パイロット信号の伝送路応答 $H(1-3, k_n + 3)$ 、2 シンボル前の伝送路応答 $H(1-2, k_n + 6)$ 、1 シンボル前の伝送路応答 $H(1-1, k_n + 9)$ が保持されている。

【0072】図 10 の補間回路 22 では、図 11 (b) の隣り合った受信パイロット信号を用いて、 $H(1, k_n)$ 、 $H(1-3, k_n + 3)$ 間に $H(1, k_n + 1)$ 、 $H(1, k_n + 2)$ 、 $H(1, k_n + 3)$ を、 $H(1-3, k_n + 3)$ 、 $H(1-2, k_n + 6)$ 間に $H(1, k_n + 4)$ 、 $H(1, k_n + 5)$ 、 $H(1, k_n + 6)$ を、 $H(1-2, k_n + 6)$ 、 $H(1-1, k_n + 9)$ 間に $H(1, k_n + 7)$ 、 $H(1, k_n + 8)$ 、 $H(1, k_n + 9)$ を、 $H(1-1, k_n + 9)$ 、 $H(1, k_{n+1})$ 間に $H(1, k_n + 10)$ 、 $H(1, k_n + 11)$ を、それぞれ補間信号として生成する。

【0073】上記補間回路 22 で生成された各伝送路応答は複素除算器 13 に供給され、受信シンボル 1 の受信データ信号 $Y(1, k_n + 1)$ 、 $Y(1, k_n + 2)$ 、 $Y(1, k_n + 3)$ 、 \dots 、 $Y(1, k_n + 11)$ の伝送路応答としての補間処理に供される。

【0074】尚、ここでは、受信シンボル 1 の受信パイロット信号のサブキャリア位置 $k_0 \sim k_{N-1}$ 間の伝送路応答について説明したが、実際には、 $k_n \sim k_{N-1}$ のサブキャリアについて互いに隣り合ったサブキャリア間に上記した補間信号を生成し、上記したステップ補間の後、伝送路応答 $H(1, k_d)$ を出力する。

【0075】次に、補間回路 22 の一構成例について、図 12 を参照して説明する。この補間回路 22 に入力されるシンボルフィルタ 20 からの $H(1, k_p)$ はメモリ 221 に供給され、当該メモリ 221 に N 個の成分 $H(1, k_0) \dots H(1, k_n) \dots H(1, k_{N-1})$ が順次保持される。

【0076】同様に、メモリ 23 からの $H(1-1, k_p)$ 、 $H(1-2, k_p)$ 、 $H(1-3, k_p)$ もメモリ 221 に供給され、それぞれ N 個の成分 $H(1-1, k_0 + 9) \dots H(1-1, k_n + 9) \dots H(1-1, k_{N-1} + 9)$ 、 $H(1-2, k_0 + 6) \dots H(1-2, k_n + 6) \dots H(1-2, k_{N-1} + 6)$ 、 $H(1-3, k_0 + 3) \dots H(1-3, k_n + 3) \dots H(1-3, k_{N-1} + 3)$ が順次保持される。

$n-1+3$ ）が保持される。

【0077】メモリ221からは、 $H(1, k_p)$ 、 $H(1-1, k_p+9)$ 、 $H(1-2, k_p+6)$ 、 $H(1-3, k_p+3)$ の周波数軸上で隣り合った成分

$$H(1, k_n+1) = H(1, k_n+2) \\ = \{H(1, k_n) + H(1-3, k_n+3)\} / 2,$$

$H(1, k_n+3) = H(1-3, k_n+3)$

すなわち、 $H(1, k_n)$ 、 $H(1-3, k_n+3)$ は、加算器222で加算された後、ビットシフト回路223で1/2倍されて補間信号 $H(1, k_n+1)$ 、 $H(1, k_n+2)$ が生成される。また、 $H(1, k_n+3)$ は、そのまま $H(1-3, k_n+3)$ とする。これらの補間信号は補間処理回路224に供給される。

【0078】ここで、補間処理回路224では、補間信号 $H(1, k_n+1)$ 、 $H(1, k_n+2)$ 、 $H(1, k_n+3)$ を図11(a)に示す受信シンボル1の受信データ信号 $Y(1, k_n+1)$ 、 $Y(1, k_n+2)$ 、 $Y(1, k_n+3)$ の伝送路応答として割り当て、各受信データ信号の推定伝送路応答 $H(1, k_d)$ （この例の場合は $H(1, k_n+1)$ 、 $H(1, k_n+2)$ 、 $H(1, k_n+3)$ に相当）として出力する。

【0079】同様の操作を、受信パイロット信号 $H(1-3, k_n+3)$ 、 $H(1-2, k_n+6)$ 間、 $H(1-2, k_n+6)$ 、 $H(1-1, k_n+9)$ 間、 $H(1-1, k_n+9)$ 、 $H(1, k_{n+1})$ 間についても行い、 $H(1, k_n+1) \cdots H(1, k_n+11)$ の伝送路応答を補間する。さらに、受信シンボル1のパイロット信号のサブキャリア $k_0 \sim k_{N-1}$ で、互いに隣り合ったサブキャリア間に上記と同様に補間信号を生成し、推定伝送路応答 $H(1, k_d)$ を出力する。

【0080】次に、補間回路22で得られた推定伝送路応答 $H(1, k_d)$ は複素除算器13に供給される。複素除算器13にて、受信データ信号 $Y(1, k_d)$ を推定伝送路応答 $H(1, k_d)$ で除算することで、等化されたデータ $X(1, k_d) = Y(1, k_d) / H(1, k_d)$ を得ることができる。

【0081】図10に示す実施形態においては、受信シンボル以外のシンボルで伝送されたパイロット信号を用い、周波数軸上で隣接する受信パイロット信号の伝送路応答を用いて、受信パイロット信号間に補間信号を生成し、受信パイロット信号と補間信号を用いて受信データ信号の伝送路応答を推定して等化することで、受信パイロット信号のみを用いてステップ補間を行った場合に比較して精度の良い伝送路応答が可能となる。

【0082】このため、線形補間を行った場合に近い、等化後の S/I 比の優れた良好な等化特性を得ることができる。また、補間信号の生成には、加算器及び簡単な構成のビットシフト回路を用いるため、乗算器が必要な線形補間に比べて、ハードウェア規模の縮小を図ることができる。

*（例として $H(1, k_n)$ 、 $H(1-3, k_n+3)$ ）が出力され、メモリ221以降のブロックにおいて、 $H(1, k_n)$ 、 $H(1-3, k_0+3)$ 間の補間信号として、次式で与えられる伝送路応答を演算する。

【0083】図13(a)に、第3及び第4の実施形態で示した方式を用いた場合のマルチパス環境下における S/I 比をシミュレーションで計算した結果を示す。図13(a)では、横軸に遅延波（妨害波）の位置をFFTポイントの1ポイントを基準としてとり、縦軸に S/I をとっており、図20で示した従来例のシミュレーション結果の図と同一のシミュレーションパラメータをとっている。

【0084】同図において、方式1として、白丸印を結んだ線が線形補間の特性、白四角印を結んだ線がステップ補間の特性で、第3の実施形態のシミュレーション結果を白三角印で結んだ線で示す。また、方式2として、黒丸印を結んだ線が線形補間の特性、黒四角印を結んだ線がステップ補間の特性で、第4の実施形態のシミュレーション結果を黒三角印を結んだ線で示す。

【0085】第3及び第4の実施形態とも、通常のステップ補間方式よりも S/I 比の向上が得られており、第3及び第4の実施形態の効果を確認することができた。

【0086】次に、図13(b)に、第3及び第4の実施形態で示した方式を用いた場合のFFT回路でのサンプルタイミングずれによる S/I 比をシミュレーションで計算した結果を示す。図13(b)では、横軸に遅延波（妨害波）の位置をFFTポイントの1ポイントを基準としてとり、縦軸に S/I をとっており、図22で示した従来例のシミュレーション結果の図と同一のシミュレーションパラメータをとっている。

【0087】同図において、方式1として、白丸印を結んだ線が線形補間の特性、白四角印を結んだ線がステップ補間の特性で、第3の実施形態のシミュレーション結果を白三角印を結んだ線で示す。また、方式2として、黒丸印を結んだ線が線形補間の特性、黒四角印を結んだ線がステップ補間の特性で、第4の実施形態のシミュレーション結果を黒三角印を結んだ線で示す。

【0088】第3及び第4の実施形態とも、通常のステップ補間方式よりも S/I 比の向上が得られており、第3及び第4の実施形態の効果を確認することができた。

【0089】図14は本発明の第5の実施形態とするOFDM用受信装置として、その補間回路24の構成を示すものである。本実施形態は、補間回路以外の構成が第3、4の実施形態と同一であるので、その構成及び動作については省略する。

【0090】すなわち、本実施形態は、「発明が解決しようとする課題」の項で述べた、方式2に対応する実施形態であり、全体のブロック図構成は図10に示した第

4の実施形態と同一である。

【0091】図15(a)に受信シンボル1の受信データ信号 $Y(1, k_n + 1) \cdots Y(1, k_n + 11)$ の配置図を、図15(b)に受信シンボル1で、受信パイロット信号が周波数軸上で $k_n \sim k_{n+1}$ 番目の周波数位置における受信パイロット信号と補間信号の位置を示す。

【0092】この場合、受信シンボル1の受信パイロット信号の伝送路応答は $H(1, k_n)$ 、 $H(1, k_n + 1)$ で与えられ、この間に3シンボル前の受信パイロット信号の伝送路応答 $H(1-3, k_n + 3)$ 、2シンボル前の伝送路応答 $H(1-2, k_n + 6)$ 、1シンボル前の伝送路応答 $H(1-1, k_n + 9)$ が保持されている。

【0093】補間回路24では、図15(b)の隣り合った受信パイロット信号を用いて、 $H(1, k_n)$ 、 $H(1-3, k_n + 3)$ 間に $H(1, k_n + 1)$ 、 $H(1, k_n + 2)$ 、 $H(1, k_n + 3)$ を、 $H(1-3, k_n + 3)$ 、 $H(1-2, k_n + 6)$ 間に $H(1, k_n + 4)$ 、 $H(1, k_n + 5)$ 、 $H(1, k_n + 6)$ を、 $H(1-2, k_n + 6)$ 、 $H(1-1, k_n + 9)$ 間に $H(1, k_n + 7)$ 、 $H(1, k_n + 8)$ 、 $H(1, k_n + 9)$ を、 $H(1-1, k_n + 9)$ 、 $H(1, k_{n+1})$ 間に $H(1, k_n + 10)$ 、 $H(1, k_n + 11)$ を、それぞれ補間信号として生成する。

【0094】次に補間回路24の一構成例について、図14を参照して説明する。この補間回路24に入力されるシンボルフィルタ20からの $H(1, k_p)$ はメモリ241に供給され、 N 個の成分 $H(1, k_0) \cdots H(1, k_n) \cdots H(1, k_{n+1})$ が順次保持される。同様に、メモリ23からの $H(1-1, k_p)$ 、 $H(1-2, k_p)$ 、 $H(1-3, k_p)$ もメモリ241に供給され、それぞれ N 個の成分 $H(1-1, k_0 + 9) \cdots H(1-1, k_n + 9) \cdots H(1-1, k_{n+1} + 9)$ 、 $H(1-2, k_0 + 6) \cdots H(1-2, k_n + 6) \cdots H(1-2, k_{n+1} + 6)$ 、 $H(1-3, k_0 + 3) \cdots H(1-3, k_n + 3) \cdots H(1-3, k_{n+1} + 3)$ が保持される。

【0095】メモリ241からは、 $H(1, k_p)$ 、 $H(1-1, k_p + 9)$ 、 $H(1-2, k_p + 6)$ 、 $H(1-3, k_p + 3)$ の周波数軸上で隣り合った成分(例として $H(1, k_n)$ 、 $H(1-3, k_n + 3)$)が出力され、メモリ241以降のブロックにおいて、 $H(1, k_n)$ 、 $H(1-3, k_0 + 3)$ 間の補間信号として、次式で与えられる伝送路応答を演算する。

$$H(1, k_n + 1) = [\{H(1, k_n) + H(1-3, k_n + 3)\} / 2 + H(1, k_n)] / 2$$

$$H(1, k_n + 2) = [\{H(1, k_n) + H(1-3, k_n + 3)\} / 2 + H(1-3, k_n + 3)] / 2$$

$$H(1, k_n + 3) = H(1-3, k_n + 3)$$

すなわち、 $H(1, k_n)$ 、 $H(1-3, k_n + 3)$

は、加算器242で加算された後、ビットシフト回路243で $1/2$ 倍される。この後、ビットシフト回路243の出力は、 $H(1, k_n)$ と加算器244で加算され、ビットシフト回路246で $1/2$ 倍されて補間信号 $H(1, k_n + 1)$ が生成される。また、ビットシフト回路243の出力と $H(1-3, k_n + 3)$ が加算器245で加算され、ビットシフト回路247で $1/2$ 倍され、 $H(1, k_n + 2)$ が出力される。また、 $H(1, k_n + 3)$ は、そのまま $H(1-3, k_n + 3)$ とする。これらの補間信号は補間処理回路248に供給される。

【0096】ここで、補間処理回路224では、補間信号 $H(1, k_n + 1)$ 、 $H(1, k_n + 2)$ 、 $H(1, k_n + 3)$ を受信シンボル1の受信データ信号 $Y(1, k_n + 1)$ 、 $Y(1, k_n + 2)$ 、 $Y(1, k_n + 3)$ の伝送路応答として割り当て、各受信データ信号の推定伝送路応答 $H(1, k_d)$ (この場合は $H(1, k_n + 1)$ 、 $H(1, k_n + 2)$ 、 $H(1, k_n + 3)$ に相当)として出力する。

【0097】同様の操作を、受信パイロット信号 $H(1-3, k_n + 3)$ 、 $H(1-2, k_n + 6)$ 間、 $H(1-2, k_n + 6)$ 、 $H(1-1, k_n + 9)$ 間、 $H(1-1, k_n + 9)$ 、 $H(1, k_{n+1})$ 間についても行い、 $H(1, k_n + 1) \cdots H(1, k_n + 11)$ の伝送路応答を補間する。さらに、受信シンボル1のパイロット信号のサブキャリア $k_n \sim k_{n+1}$ で、互いに隣り合ったサブキャリア間に上記したと同様の操作により補間信号を生成し、推定伝送路応答 $H(1, k_d)$ を出力する。

【0098】次に、補間回路24で得られた推定伝送路応答 $H(1, k_d)$ は複素除算器13に供給される。複素除算器13にて、受信データ信号 $Y(1, k_d)$ を推定伝送路応答 $H(1, k_d)$ で除算することで、等化されたデータ $X(1, k_d) = Y(1, k_d) / H(1, k_d)$ を得ることができる。

【0099】図14に示す実施形態においては、受信シンボル以外のシンボルで伝送されたパイロット信号を用い、周波数軸上で隣接する受信パイロット信号の伝送路応答を用いて、受信パイロット信号間に補間信号を生成し、受信パイロット信号と補間信号を用いて受信データ信号の伝送路応答を推定して等化することで、受信パイロット信号のみを用いて補間を行った場合に比較して精度の良い伝送路応答が可能となる。

【0100】このため、線形補間を行った場合に近い、等化後の S/I 比の優れた良好な等化特性を得ることができる。また、補間信号の生成には、加算器及び簡単な構成のビットシフト回路を用いるため、乗算器が必要な線形補間に比べて、ハードウェア規模の縮小を図ることができる。

【0101】図16(a)に、第5の実施形態で示した

方式を用いた場合のマルチパス環境下における S/I 比をシミュレーションで計算した結果を示す。図 16

(a) で、横軸に遅延波（妨害波）の位置を FFT ポイントの 1 ポイントを基準としてとり、縦軸に S/I をとっており、図 20 に示した従来例のシミュレーション結果の図と同一のシミュレーションパラメータをとっている。

【0102】図 16 (a) において、黒丸印を結んだ線が線形補間の特性、黒四角印を結んだ線がステップ補間の特性で、第 2 の実施形態のシミュレーション結果を黒三角印を結んだ線、第 3 の実施形態のシミュレーション結果を白丸印を結んだ線で示す。通常のステップ補間方式よりも S/I 比の向上が得られており、ほぼ線形補間に近い結果が得られ、第 5 の実施形態の効果を確認することができた。

【0103】次に、図 16 (b) に、第 5 の実施形態で示した方式を用いた場合の FFT 回路でのサンプルタイミングずれによる S/I 比をシミュレーションで計算した結果を示す。図 16 (b) で、横軸に遅延波の位置を FFT ポイントの 1 ポイントを基準としてとり、縦軸に S/I をとっており、図 22 に示した従来例のシミュレーション結果の図と同一のシミュレーションパラメータをとっている。

【0104】図 16 (b) において、黒丸印を結んだ線が線形補間の特性、黒四角印を結んだ線がステップ補間の特性で、第 5 の実施形態のシミュレーション結果を白丸印を結んだ線で示す。通常のステップ補間方式よりも S/I 比の向上が得られており、ほぼ線形補間に近い結果が得られ、第 5 の実施形態の効果を確認することができた。

【0105】

【発明の効果】以上述べたように、本発明では、補間方式として FIR フィルタを用いた場合は、受信信号のガード期間長に応じて FIR フィルタの帯域幅を切り換えることにより、ガード期間長に最適な帯域幅を設定し、雑音成分を抑圧することができる。よって、補間方式として FIR フィルタ等のデジタルフィルタを用いた場合でも、雑音成分を抑圧して S/I を向上させることができる OFDM 用受信装置を提供することができる。

【0106】また、簡易形の補間方式として、回路規模を増大させる乗算器が不要で、伝送路応答の推定に優れた補間方式として、ハードウェア規模を小さくできるステップ補間方式を基本とし、パイロット信号間に 1 つあるいは複数の伝送路応答補間信号を推定した上で、パイロット信号と補間信号を用いてステップ補間を行う。補間信号は、パイロット信号を加算する加算器と加算結果を除算する除算器から構成されるが、除算器を簡単な構成のビットシフト回路で構成することで、ハードウェア規模を縮小することが可能である。

【0107】また、受信データの伝送路応答を推定する

ためのステップ補間を行う際に、パイロット信号だけではなく、補間信号も用いることで、1 本のパイロット信号あるいは補間信号で伝送路応答を推定する受信データのサブキャリア数が減少する（言い換えれば、推定する周波数帯域幅が小さくなる）ため、パイロット信号のみを用いてステップ補間する場合と比較して、伝送路応答の推定精度を向上することができる。

【0108】よって、簡易形の補間方式として、回路規模を増大させる乗算器が不要で、伝送路応答の推定に優れ、ハードウェア規模を縮小することが可能な OFDM 用受信装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明に係る第 1 の実施形態とする OFDM 用受信装置の構成を示すブロック回路図。

【図 2】 第 1 の実施形態に用いられる補間回路の一構成例を示すブロック回路図。

【図 3】 図 2 の補間回路に用いられる FIR フィルタの具体的な構成を示すブロック回路図。

【図 4】 第 1 の実施形態の帯域幅切り換えの例を示すタイミング図。

【図 5】 本発明に係る第 2 の実施形態とする OFDM 用受信装置の構成を示すブロック回路図。

【図 6】 第 1、第 2 の実施形態の構成におけるシミュレーション結果を示す特性図。

【図 7】 本発明に係る第 3 の実施形態とする OFDM 用受信装置の構成を示すブロック回路図。

【図 8】 第 3 の実施形態に用いられる補間回路の動作を説明するためのタイミング図。

【図 9】 第 3 の実施形態に用いられる補間回路の一構成例を示すブロック回路図。

【図 10】 本発明に係る第 4 の実施形態とする OFDM 用受信装置の構成を示すブロック回路図。

【図 11】 第 4 の実施形態に用いられる補間回路の動作を説明するためのタイミング図。

【図 12】 第 4 の実施形態に用いられる補間回路の一構成例を示すブロック回路図。

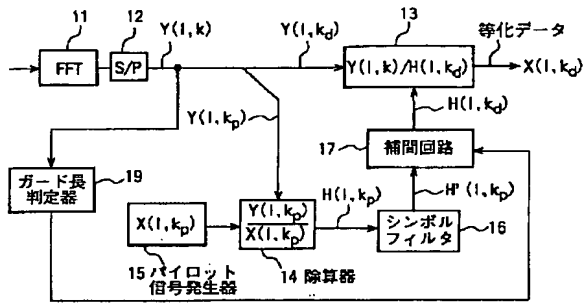
【図 13】 第 3 及び第 4 の実施形態で示した方式を用いた場合の、マルチパス環境下における S/I 比をシミュレーションで計算した結果と、FFT 回路でのサンプルタイミングずれによる S/I 比をシミュレーションで計算した結果を示す特性図。

【図 14】 本発明に係る第 5 の実施形態とする OFDM 用受信装置に用いられる補間回路の構成を示すブロック回路図。

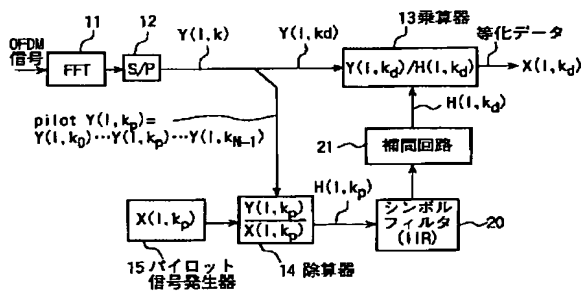
【図 15】 第 5 の実施形態に用いられる補間回路の動作を説明するためのタイミング図。

【図 16】 第 5 の実施形態で示した方式を用いた場合の、マルチパス環境下における S/I 比をシミュレーションで計算した結果と、FFT 回路でのサンプルタイミングずれによる S/I 比をシミュレーションで計算した

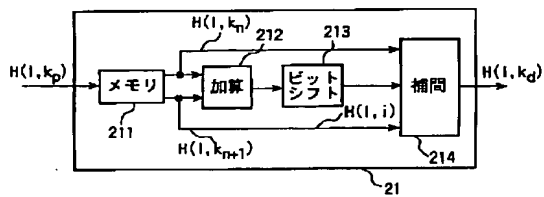
【図5】



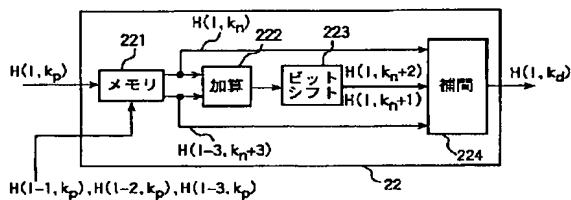
【図7】



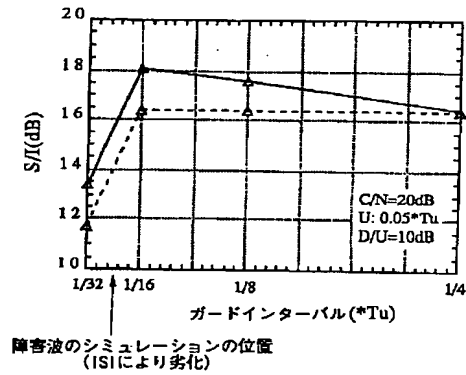
【図9】



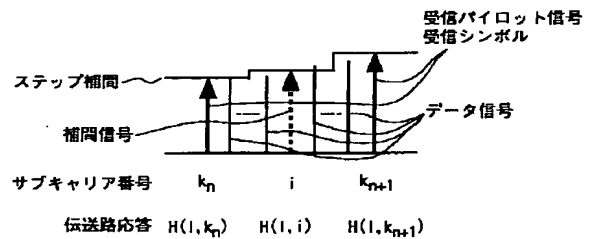
【図12】



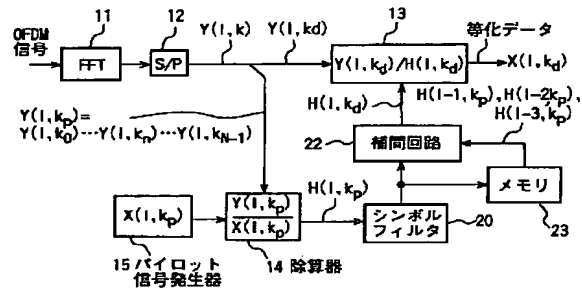
【図6】



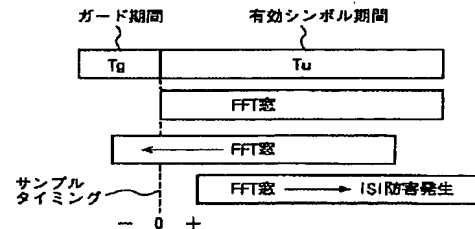
【図8】



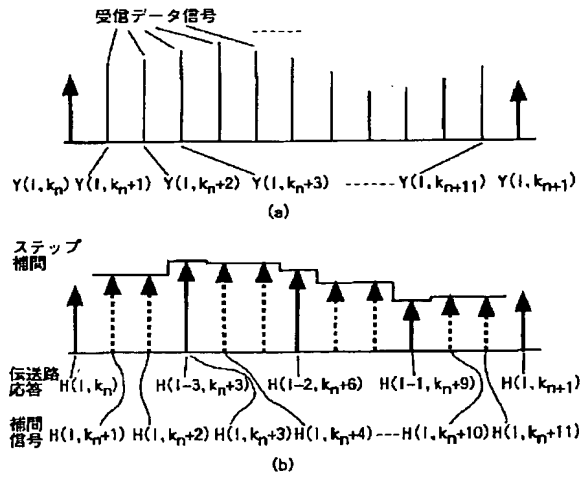
【図10】



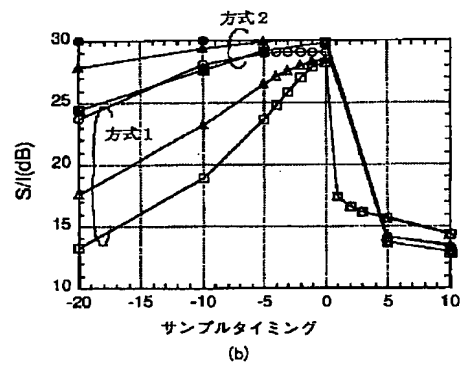
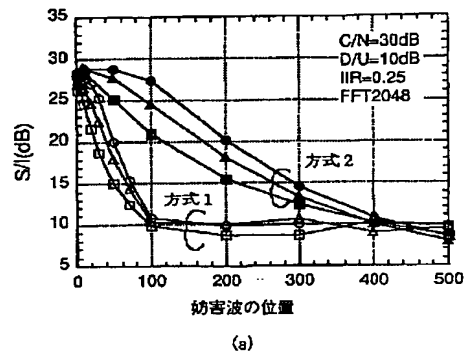
【図21】



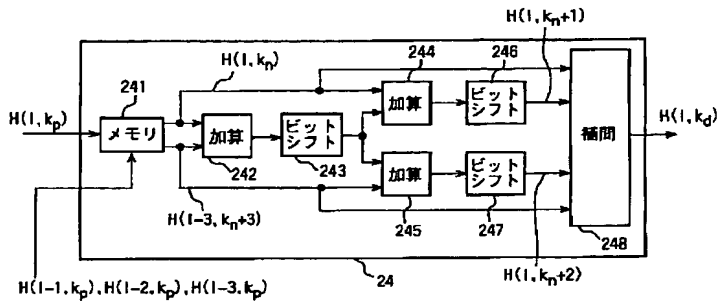
【図 11】



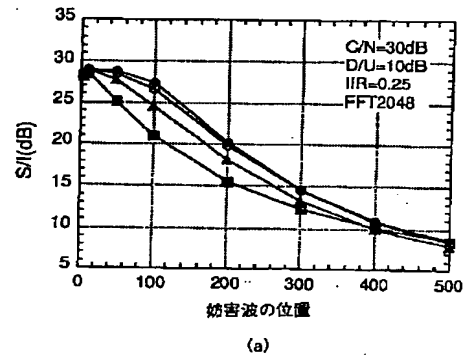
【図 13】



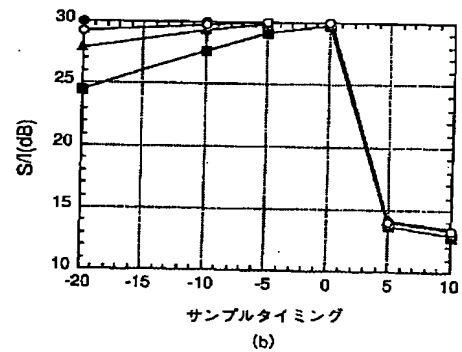
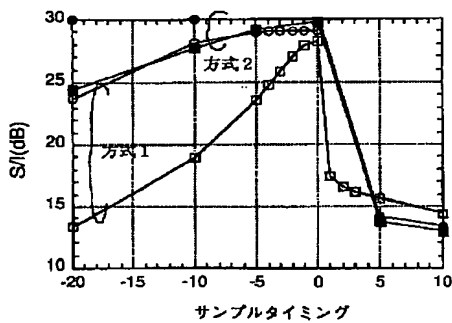
【図 14】



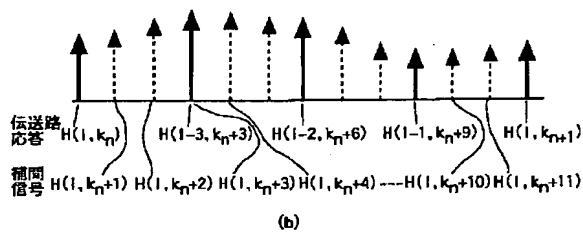
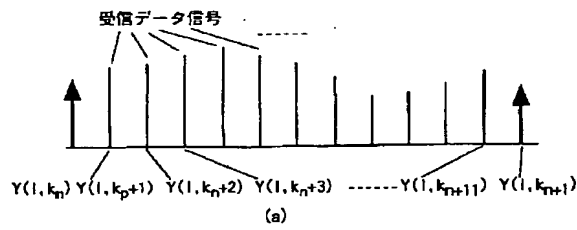
【図 16】



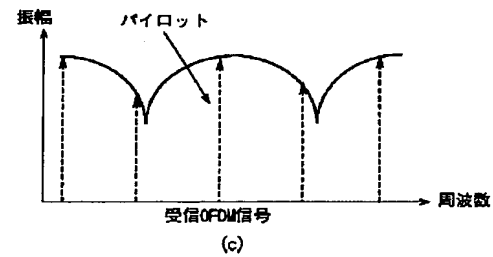
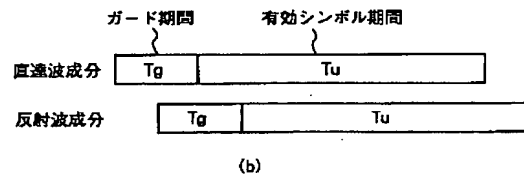
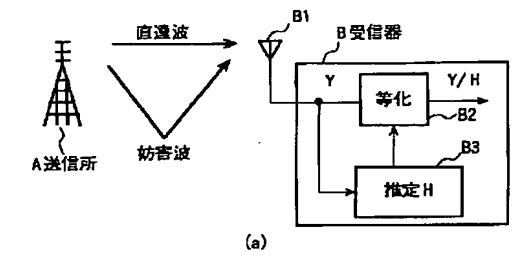
【図 22】



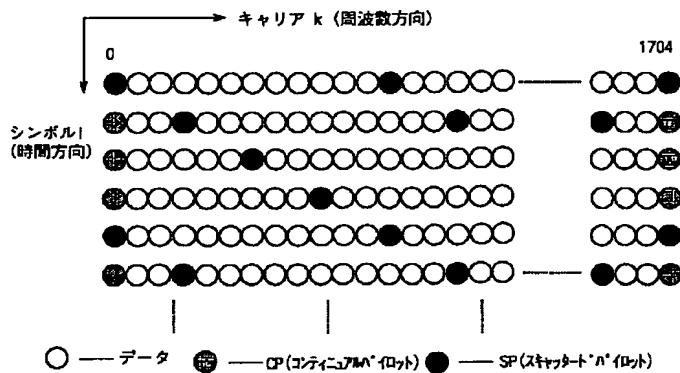
【図 15】



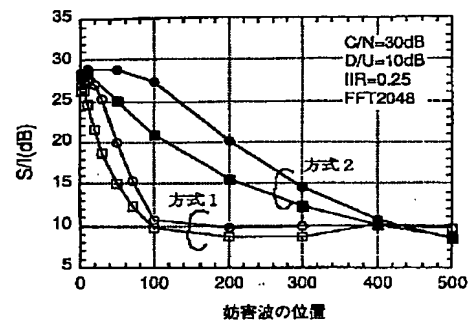
【図 17】



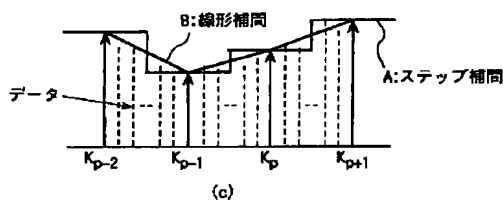
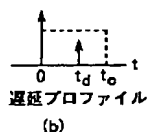
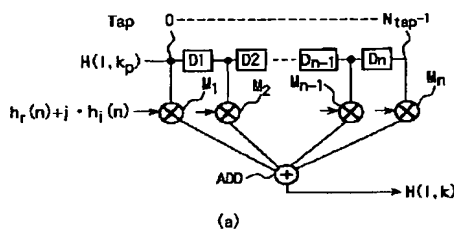
【図 18】



【図 20】



【図 1 9】



【手続補正書】

【提出日】平成 1 1 年 2 月 4 日

【手続補正 1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有する OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex : 直交周波数分割多重) 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、
この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を補間して周波数軸上の等化を行う等化手段と、
前記 OFDM 受信信号のガード期間長を判定するガード期間長判定手段と、
この手段の判定結果に応じて前記等化手段の補間帯域幅を変える帯域幅制御手段とを具備したことを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 2】 前記等化手段には、sinc 関数形のインパ

ルス応答を持つ FIR フィルタを使用し、前記ガード期間長判定手段で判定されるガード期間長に応じて前記 FIR フィルタの係数を切り換えることで補間帯域幅を可変制御することを特徴とする請求項 1 項記載の OFDM 用受信装置。

【請求項 3】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有する OFDM 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調する復調手段と、

この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を 2 値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、

前記等化手段が、周波数軸上で隣あった第 1 及び第 2 のパイロット信号の伝送路応答を第 1 及び第 2 の伝送路応答とし、第 1 及び第 2 の伝送路応答を加算し、加算結果を $1/2$ 倍する演算を行った結果を用いて周波数軸上で隣合った第 1 及び第 2 のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 4】 振幅、位相が既知のパイロット信号が周

波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有する OFDM 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、

この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を 2 値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、

前記等化手段が、周波数軸上で隣あった第 1 及び第 2 のパイロット信号の伝送路応答を第 1 及び第 2 の伝送路応答とし、第 1 及び第 2 の伝送路応答を加算し、加算結果を $1/2$ 倍する演算を行った結果を第 3 の伝送路応答とし、第 1 及び第 3 の伝送路応答を加算し、加算結果を $1/2$ 倍する演算を行った結果を第 4 の伝送路応答とし、第 2 及び第 3 の伝送路応答を加算し、加算結果を $1/2$ 倍する演算を行った結果を第 5 の伝送路応答とし、少なくとも第 4、第 5 の伝送路応答を用いて周波数軸上で隣合った第 1 及び第 2 のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間することを特徴とする OFDM 用受信装置。

【請求項 5】 前記等化手段は、加算結果を $1/2$ 倍する演算にビットシフト演算を用いることを特徴とする請求項 3、4 項記載の OFDM 用受信装置。

【請求項 6】 前記等化手段は、前記パイロット信号の配置位置が時間方向に巡回的にずれているとき、一巡毎の全てのパイロット信号を用いて補間処理を行うことを特徴とする請求項 1、3、4 のいずれか記載の OFDM 用受信装置。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0036

【補正方法】変更

【補正内容】

【0036】(3) 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有する OFDM 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を 2 値デジタル信号として処理、推定

して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隣あった第 1 及び第 2 のパイロット信号の伝送路応答を第 1 及び第 2 の伝送路応答とし、第 1 及び第 2 の伝送路応答を加算し、加算結果を $1/2$ 倍する演算を行った結果を用いて周波数軸上で隣合った第 1 及び第 2 のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間する。

【手続補正 3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0037

【補正方法】変更

【補正内容】

【0037】(4) 振幅、位相が既知のパイロット信号が周波数軸上にほぼ等間隔で配置され、予め既知の複数種のガード期間長のうちのいずれかのガード期間を有する OFDM 受信信号からデータ信号と共にパイロット信号を復調とする復調手段と、この手段で復調されたパイロット信号を用いて前記受信信号から復調されたデータ信号の伝送路応答を 2 値デジタル信号として処理、推定して周波数軸上の等化を行う等化手段とを具備し、前記等化手段が、周波数軸上で隣あった第 1 及び第 2 のパイロット信号の伝送路応答を第 1 及び第 2 の伝送路応答とし、第 1 及び第 2 の伝送路応答を加算し、加算結果を $1/2$ 倍する演算を行った結果を第 3 の伝送路応答とし、第 1 及び第 3 の伝送路応答を加算し、加算結果を $1/2$ 倍する演算を行った結果を第 4 の伝送路応答とし、第 2 及び第 3 の伝送路応答を加算し、加算結果を $1/2$ 倍する演算を行った結果を第 5 の伝送路応答とし、少なくとも第 4、第 5 の伝送路応答を用いて周波数軸上で隣合った第 1 及び第 2 のパイロット信号間の受信データ信号の伝送路応答を補間する。

【手続補正 4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0038

【補正方法】変更

【補正内容】

【0038】(5) (3) または (4) の構成において、前記等化手段は、加算結果を $1/2$ 倍する演算にビットシフト演算を用いる。

フロントページの続き

(72)発明者 大久保 隆志
東京都港区赤坂 5 丁目 2 番 8 号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(72)発明者 野上 博志
東京都港区赤坂 5 丁目 2 番 8 号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(72)発明者 城杉 孝敏
神奈川県横浜市戸塚区吉田町292番地 株
式会社日立製作所マルチメディアシステム
開発本部内